

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

(11) N° de publication :
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

2 738 692

(21) N° d'enregistrement national : 95 10568

(51) Int Cl^s : H 03 H 17/04, G 06 F 17/10

(12)

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

(22) Date de dépôt : 08.09.95.

(30) Priorité :

(43) Date de la mise à disposition du public de la demande : 14.03.97 Bulletin 97/11.

(56) Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : Se reporter à la fin du présent fascicule.

(60) Références à d'autres documents nationaux apparentés :

(71) Demandeur(s) : FRANCE TELECOM
ETABLISSEMENT PUBLIC — FR et TELEDIFFUSION
DE FRANCE — FR.

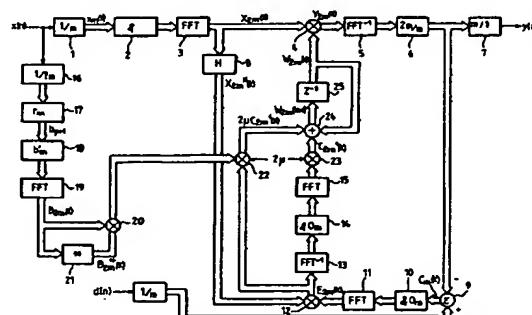
(72) Inventeur(s) : BERBERIDIS KOSTAS et PALICOT
JACQUES.

(73) Titulaire(s) :

(74) Mandataire : CABINET BALLOT SCHMIT.

(54) PROCÉDÉ DE FILTRAGE NUMÉRIQUE ADAPTATIF DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL.

(57) L'invention concerne un procédé de filtrage adaptatif de signaux d'entrée ($x(n)$) temporels dans le domaine fréquentiel. Le filtrage est réalisé sur des blocs ($x_{2m}(k)$) de m signaux successifs ($(x(n), \dots, x(n+m-1))$), par multiplication dans le domaine fréquentiel de la transformée de Fourier ($X_{2m}(k)$) des blocs de signaux d'entrée par des blocs ($W_{2m}(k)$) de coefficients de pondération, ces blocs de coefficients étant calculés récursivement à partir de blocs de coefficients précédents et de premier et deuxième termes correctifs ($C_{2m}^{-1}(k), C_{2m}^{-2}(k)$) obtenus d'une part à partir de signaux de sortie ($y_{2m}(k)$) correspondants aux signaux d'entrée filtrés et d'autre part à partir de la transformée de Fourier d'un modèle de l'entrée (b_{p+1}).



FR 2 738 692 - A1



λ

PROCÉDÉ DE FILTRAGE NUMÉRIQUE ADAPTATIF
DANS LE DOMAINE FRÉQUENTIEL

L'invention concerne un procédé de filtrage numérique adaptatif, dans le domaine fréquentiel, de signaux numériques. De tels procédés sont mis en oeuvre en traitement du signal, pour adapter les dispositifs de réception aux évolutions d'un canal de transmission évoluant temporellement. Ainsi, par exemple, en transmission hertzienne, les caractéristiques de propagation des signaux évoluent en fonction des conditions météorologiques: elles sont différentes dans le temps et dans l'espace. On utilise donc généralement, dans les récepteurs, des filtres adaptatifs, c'est à dire des filtres à coefficients de pondération variables dans le temps. Les variations dans le temps des coefficients de pondération sont définies selon un critère d'optimisation et ces coefficients sont produits par des dispositifs (généralement des processeurs de traitement de signal ou DSP) mettant en oeuvre un algorithme d'adaptation.

Des coefficients de pondération, calculés par des algorithmes d'adaptation généralement employés, peuvent, dans le domaine temporel, se mettre sous la forme itérative suivante (les indices représentant les dimensions de vecteur ou de matrice) :

$$w_m(n) = w_m(n-1) - \mu H_m^{-1}\{J(n)\} \cdot G\{J(n)\} \quad (1)$$

avec :

n indice temporel,

m l'ordre du filtre,

μ le pas de convergence,

$J(n) = E\{|d(n) - y(n)|^2\}$ (fonction de coût minimisée),

y(n) les signaux de sortie de filtre correspondants

à des signaux d'entrée $x(n)$,

$d(n)$ les décisions produites par un organe de décision à partir des signaux de sortie,

5 $H_m^{-1}\{J(n)\}$ une estimation de l'inverse de l'Hessian H de $J(n)$, et est une matrice de dimension $m \times m$.

et $G\{J(n)\}$ une estimation du gradient de $J(n)$ et est un vecteur de dimension m .

10 Cette formulation est très générale et est valable pour une très grande classe d'algorithmes échantillon par échantillon dans le domaine temporel. Les algorithmes correspondant à l'équation (1) sont dits de type quasi-Newton.

Un choix connu de $G\{J(n)\}$ est :

15 $G\{J(n)\} = -2 x_m^*(n) \cdot e(n)$, avec $x_m(n) = [x(n), \dots, x(n - m + 1)]^T$ un vecteur formé des m derniers signaux successifs reçus au temps n , $*$ étant le symbole de la conjugaison complexe, T étant une transposition ligne-colonne, et

$e(n) = d(n) - x_m^T(n) \cdot w_m(n - 1)$ un signal d'erreur.

20 C'est le choix de $H_m^{-1}\{J(n)\}$ qui caractérise principalement les différents algorithmes de quasi-Newton.

Si cette matrice est la matrice identité, on obtient l'algorithme des moindres carrés moyens (ou LMS, de l'anglais least mean squares). Cet algorithme, très utilisé, présente une complexité faible, au détriment d'une convergence lente également.

Si cette matrice est l'inverse de la matrice d'autocorrélation des signaux d'entrée, alors on obtient l'algorithme des moindres carrés récursif (ou RLS, de l'anglais recursive least squares). Cet algorithme présente une convergence meilleure que l'algorithme LMS (les signaux d'entrée étant pris en compte), au prix d'une complexité beaucoup plus

importante. Un problème de mise en oeuvre de cet algorithme d'adaptation est le temps nécessaire à la réalisation du calculs de H_m^{-1} et G pour chaque bloc de signaux d'entrée.

5 D'autres algorithmes de filtrage ont été proposés, dérivés du type RLS, basés sur une extrapolation min-max d'une matrice d'autocorrélation d'un ordre $p + 1$, inférieur à m , jusqu'à l'ordre m du filtre (G.V. Moustakides, S. Theodoridis, "Fast Quasi Newton 10 Transversal Filters - A New Class of Adaptive Estimation Algorithms", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 39, pp 2184-2193, Oct. 1991).

On utilise alors une estimée de l'inverse de la matrice Hessienne donnée par la formule suivante :

15

$$R_m^{-1}(n) = \begin{vmatrix} R_p^{-1}(n) & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} + \sum_j a_p^{-1}(n - j) b_m b_m^H \quad (2)$$

avec

20

j indice variant de 0 à $m - p - 1$, avec $p < m$, $R_p^{-1}(n)$ une matrice carrée de dimension p , complétée de $m-p$ zéros,

$$b_m = [0_j^T : -b_p^H(n - j) : 1 : 0_{m-p-j-1}^T]^H,$$

b_m^H la transposée hermitienne de b_m ,

25

$b_p(t)$ et $a_p(t)$ les prédicteur récursif et puissance d'erreur de prédiction d'ordre p ,

30

l'opérateur : représentant une concaténation par juxtaposition, 0_j^T étant un vecteur nul de dimension j transposé, $0_{m-p-j-1}^T$ étant un vecteur transposé d'un vecteur nul de dimension $m-p-j-1$.

Ils permettent d'atteindre une convergence équivalente à un algorithme de type RLS tout en ayant une complexité, proche de celle d'un algorithme de type LMS dans le domaine temporel, nécessitant $2m + 6p$

5 multiplications par unité de temps. De tels procédés sont néanmoins de complexité élevée pour des filtres d'ordre élevé, du fait de leur complexité proportionnelle à m (ce qui peut rendre prohibitif leur utilisation pour des applications telles que l'annulation d'échos en audioconférence, où m peut être de l'ordre de plusieurs milliers).

10 Depuis quelques années, dans le domaine du traitement du signal, le filtrage adaptatif dans le domaine fréquentiel a fait l'objet de nombreux développements. Le filtrage adaptatif dans le domaine fréquentiel présente l'avantage, par rapport au filtrage adaptatif dans le domaine temporel, de réduire considérablement la complexité de la mise en oeuvre des 15 algorithmes d'adaptation. Ceci provient du fait que la convolution temporelle est remplacée dans le domaine fréquentiel par une multiplication et deux transformées de Fourier. En conséquence, un calcul dans le domaine fréquentiel permet de réduire à la fois les temps de 20 production des coefficients de pondération et l'encombrement des circuits calculant ces coefficients.

25 Les algorithmes d'adaptation dans le domaine fréquentiel mettent en oeuvre un filtrage adaptatif par blocs, avec une dimension de bloc généralement égale à l'ordre du filtre, c'est à dire au nombre de coefficients de pondération du filtre. La plupart des algorithmes existants sont du type algorithme du gradient. On connaît déjà des exemples de mise en oeuvre d'algorithmes LMS dans le domaine fréquentiel. 30 Ainsi, E.R. Ferrara, "Frequency Domain Adaptive Filtering", Adaptive Filters, C. F. N. Cowan and P. M. Grant, Eds, Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1985, Chapitre 6, page 145-179 propose des filtres adaptatifs dans le domaine fréquentiel. Plus particulièrement, la

figure 6.2 et la description correspondante présentent un filtre adaptatif de type LMS dans le domaine fréquentiel. En terme de complexité de réalisation, le calcul de m échantillons de sortie d'un filtre à m 5 coefficients avec l'algorithme LMS dans le domaine temporel requiert $2m^2$ multiplications réelles. Avec l'algorithme décrit dans ce document le même calcul nécessite cinq transformées de Fourier rapides (encore notées FFT) de dimension $2m$ et deux multiplications complexes sur $2m$ points. Une FFT sur $2m$ points demande 10 $(m/2) \log_2 m - m$ multiplications complexes. Le nombre de multiplications complexes par bloc donné est $(5m/2) \log_2 m$. Une multiplication complexe équivaut à quatre multiplications réelles, le rapport de complexité entre 15 LMS fréquentiel et LMS temporel en terme de multiplications réelles est de $(5 \log_2 m + 4)/m$. Pour $m = 512$ par exemple, le rapport sera de 0.096 (ce qui illustre l'intérêt de la mise en oeuvre dans le domaine fréquentiel en terme de complexité de calcul).

20 Un but de l'invention est de proposer un procédé de filtrage adaptatif, dans le domaine fréquentiel, ayant une convergence plus élevée que le filtrage LMS par blocs dans le domaine fréquentiel. Pour ce faire, l'invention propose de modifier le procédé de calcul 25 des blocs de coefficients de pondération en prenant une estimation du Hessian différente de l'identité (c'est à dire à produire à partir des signaux d'entrée un modèle de l'entrée, ce qui permet d'améliorer la convergence), et qui ne nécessite pas le traitement de récursivité 30 inhérent à la formulation de type RLS.

Plus précisément, l'invention propose de transposer dans le domaine fréquentiel une version simplifiée du procédé illustré ci-dessus par l'équation (2).

L'invention est basée sur la supposition que la

matrice d'autocorrélation d'entrée ne change pratiquement pas pendant un intervalle de temps équivalent à au moins m échantillons, c'est à dire qu'une estimée de la matrice d'autocorrélation d'entrée 5 qui est exacte à un temps n sera exacte pour au moins m à $2m$ intervalles de temps plus tard (un intervalle de temps correspondant à la distance temporelle entre deux signaux d'entrée successifs). De nombreuses 10 applications répondent à cette hypothèse pour des intervalles de temps beaucoup plus importants (par exemple l'annulation d'échos induit par une propagation en trajets multiples dans la transmission hertzienne).

Si on considère que $R_m(n)$ est constante pour au moins m ou $2m$ intervalles de temps, alors $R_p(n)$ le sera 15 aussi.

On peut donc simplifier l'équation (2) de telle sorte que pour j variant de 0 à $(m - 1) - p$ on a :

$$a_p(n - j) = a_p(n) \text{ et } b_p(n - j) = b_p(n).$$

En considérant que $G\{J(n)\} = -2x_m^*(n)e(n)$, et en 20 écrivant l'équation (1) m fois, avec $n = km, \dots, km + m - 1$, on obtient une nouvelle équation récursive entre une estimation des coefficients de pondération et l'estimation des coefficients de pondération considérée m intervalles de temps plus tôt :

25 $w_m(k+1) = w_m(k) + 2\mu \sum_j R_m^{-1} x_m^*(j) e_{m,j}(k)$ (3), avec j variant de km à $km + m - 1$,

$e_{m,j}(k)$ les éléments du bloc d'erreur défini par :

$$e_m(k) = d_m(k) - x_m^T(k)w_m(k) \quad (4), \text{ et}$$

30 $x_m(k) = [x_m(km) \dots x_m(km+m-1)]$ vecteur d'entrée k étant le rang du bloc.

En supposant que la matrice d'autocorrélation d'entrée est invariante pour m intervalles de temps successifs, on en déduit que :

$$w_m(k + 1) = w_m(k) + 2\mu R_m^{-1} x_m^*(k) e_m(k) \quad (5),$$

la matrice $R_m^{-1}(k)$ étant celle correspondant au dernier instant ($n = km + m - 1$) du k -ième bloc.

On peut encore écrire :

5 $R_m^{-1}(k) = P_m(k) + B(k) \cdot B^H(k)$ avec

$$P_m(k) = \begin{vmatrix} R_p^{-1}(k) & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}$$

10 et $B_m(k)$ est une matrice $m * p$ définie par

$$B_m(k) = \begin{vmatrix} b_{p+1} & 0 & \dots & 0_{m-p-1} \\ & b_{p+1} & \dots & \\ 0_{m-p-1} & 0_{m-p-2} & \dots & b_{p+1} \end{vmatrix}$$

avec $b_{p+1} = a_p^{-1/2}(k) [-b_p^H(k) \ 1]^H$.

15 On peut ainsi mettre l'équation (3) sous la forme :

$$w_m(k+1) = w_m(k) + 2\mu c_m^1(k) + 2\mu c_m^2(k) \quad (6) \text{ avec}$$

$$c_m^1(k) = P_m(k) \cdot X_m^*(k) \cdot e_m(k) \quad (7), \text{ et}$$

$$c_m^2(k) = B(k) \cdot B^H(k) \cdot X_m^*(k) \cdot e_m(k) \quad (8).$$

On notera que seuls les p premiers éléments de
20 $c_m^1(k)$ sont non nuls. Pour le calcul du vecteur $c_m^1(k)$ une inversion matricielle et une multiplication matricielle sont nécessaires pour chaque bloc. En choisissant $p \ll m$ on pourra choisir :

25 $c_m^1(k) = [(X_p^*(k) \cdot e_m(k))^H : 0_{m-p}^H]^H$ avec $X_p^*(k)$ une matrice $p.m$ comprenant les p premières rangées de $X_m^*(k)$.

Autrement dit, le premier terme correctif de
l'équation (6) est traité de manière analogue au
30 procédé LMS. Si on fait abstraction du terme correctif $c_m^2(k)$ dans l'équation (6), on retrouve une équation de type LMS (à la seule différence que la contrainte de gradient dans le cas de $c_m^1(k)$ est différente du fait que seuls p éléments de ce vecteur sont non nuls).

Les convolutions linéaires des équations (4) pour produire le bloc d'erreur et (7) pour le premier bloc correctif peuvent être aisément implantées dans le domaine fréquentiel en utilisant la technique de recouvrement partiel, dite overlap-save, bien connue de l'homme du métier. L'idée de base est de traiter les convolutions linéaires par le biais de convolutions circulaires de taille double, ces convolutions étant mises en oeuvre en utilisant des transformées de Fourier discrète rapide. Ainsi, on obtient :

10 $C_{2m}^{-1}(k) = FQ^1 F^{-1} x_{2m}^H(k) \cdot E_{2m}(k)$ (9) avec
 $E_{2m}(k)$ le vecteur bloc d'erreur dans le domaine fréquentiel,

15 F et F^{-1} l'opérateur de transformée directe de Fourier et son inverse, et

16 Q^1 une matrice de dimension $2m \times 2m$ telle que :

$$20 Q^1 = \begin{vmatrix} I_m & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}$$

avec I_m la matrice identité de dimension m complétée, pour Q^1 , par des zéros.

25 Si on regarde le second terme correctif de l'équation (6), on peut vérifier d'après l'équation (8) que ce terme a une structure particulière et peut être écrit sous forme d'une succession de trois convolutions linéaires.

En terme fréquentiel on pourra se ramener à la formulation suivante :

30 $C_{2m}^{-2}(k) = FQ^2 F^{-1} B_{2m}^*(k) FQ^3 F^{-1} B_{2m}(k) FQ^2 F^{-1}$
 $1 x_{2m}^H(k) E_{2m}(k)$ (10) avec

$B_{2m}(k)$ définie par :

35 $B_{2m}(k) = \text{diag}\{\text{FFT}[b^*_{p+1,1:0_{m-p-1}^T:b^*_{p+1,p+1}} \dots b^*_{p+1,2}]\}$ avec $b^*_{p+1,i}$ le i -ième élément du vecteur b^*_{p+1}

Q^2 et Q^3 une matrice de dimension $2m \times 2m$ telle

que:

$$5 \quad Q^2 = \begin{vmatrix} I_m & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad Q^3 = \begin{vmatrix} I_{m-p} & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}$$

avec I_{m-p} la matrice identité de dimension $m - p$.

10 On remarque que l'équation (10) implique cinq transformées de Fourier supplémentaires par rapport à la transposition de l'algorithme LMS dans le domaine fréquentiel, ces transformées étant utilisées pour mettre en oeuvre dans le domaine fréquentiel des contraintes temporelles.

Si on considère que $p \ll m$, alors on peut simplifier l'expression de $C_{2m}^2(k)$ de sorte que :

$$15 \quad C_{2m}^2(k) = B^*_{2m}(k) \cdot B_{2m}(k) \cdot X_{2m}^H(k) \cdot E_{2m}(k) \quad (11).$$

Cette simplification est raisonnable parce que, en supposant que p est très inférieur à m , alors les effets de distorsion sont négligeable et les contraintes matricielles peuvent être supprimées.

20 Si on considère, dans le domaine fréquentiel, l'équation récursive d'adaptation des coefficients de pondération suivante :

25 $W_{2m}(k+1) = W_{2m}(k) + 2\mu C_{2m}^1(k) + 2\mu C_{2m}^2(k) \quad (12)$ avec $C_{2m}^1(k)$ et $C_{2m}^2(k)$ tels que définis par les relations (9) et (11), alors on obtient un procédé de filtrage dans le domaine fréquentiel ayant une complexité proche de celle de la transposition fréquentielle de l'algorithme LMS, et présentant une convergence analogue à celle de l'implantation dans le domaine temporel de l'algorithme RLS défini dans la relation (5).

Ainsi, l'invention concerne un procédé de filtrage adaptatif de signaux d'entrée temporels, caractérisé en ce que le filtrage est réalisé sur des blocs de m

signaux successifs, par multiplication dans le domaine fréquentiel de la transformée de Fourier des blocs de signaux d'entrée par des blocs de coefficients de pondération, ces blocs de coefficients étant calculés 5 récursivement à partir de blocs de coefficients précédents et de premier et deuxième termes correctifs obtenus à partir de signaux de sortie correspondant aux signaux d'entrée filtrés et à partir de la transformée de Fourier d'un modèle de l'entrée.

10 D'autres particularités et avantages apparaîtront à la lecture de la description qui suit, à lire conjointement au dessin annexé dans lequel la figure 1 représente schématiquement un procédé de filtrage adaptatif dans le domaine fréquentiel, selon 15 l'invention.

La figure 1 illustre schématiquement un exemple de mise en oeuvre du procédé de filtrage adaptatif selon l'invention.

10 L'objet du procédé est de pondérer des signaux d'entrée $x(n)$ successifs par des coefficients $w_i(k)$ variables et de produire des signaux de sortie $y(n)$ correspondants tels qu'on minimise des signaux d'erreur $e(n) = d(n) - y(n)$, avec $d(n)$ des décisions produites par un organe de décision à partir des signaux de 25 sortie $y(n)$.

Une application d'un tel procédé est par exemple l'annulation d'échos en audioconférence. Une autre application possible est l'identification adaptative d'une manière générale, et en particulier 30 l'identification de canaux perturbés par des échos lors de transmissions ou de diffusions hertziennes. Dans ce contexte, l'ordre des prédicteurs ainsi que les conditions de stationnarité rentrent exactement dans les hypothèses de l'invention.

Dans l'invention, les signaux d'entrée $x(n)$ sont traités par blocs de m signaux successifs $(x(n), \dots, x(n+m-1))$, avec m entier. Généralement m est une puissance de 2 (par exemple $m = 512$ ou 1024).

5 Classiquement, à un bloc de signaux d'entrée $(x(n), \dots, x(n+m-1))$ va correspondre un bloc de m coefficients de pondération $(w_n(k), \dots, w_{n+m-1}(k))$.

10 Schématiquement, le procédé selon l'invention propose de réaliser, dans le domaine fréquentiel, l'adaptation des coefficients d'une part à partir d'un bloc d'erreurs produit à partir des signaux de sortie (de manière analogue à la réalisation dans le domaine fréquentiel d'un procédé de type LMS) et d'autre part à partir d'un prédicteur de signaux d'entrée.

15 On va décrire maintenant plus précisément le procédé illustré sur la figure.

Les signaux d'entrée $x(n)$ sont regroupés, par une transformation série-parallèle 1, en blocs de signaux $(x(km), \dots, x(km+m-1))$.

20 Chaque k -ième bloc $x_m(k)$ est regroupé par une concaténation 2, avec le bloc précédent $x_m(k-1)$, puis le bloc de $2m$ signaux obtenus est transposé dans le domaine fréquentiel, par une transformée de Fourier rapide 3 (notée FFT). On obtient alors un bloc fréquentiel de $2m$ signaux d'entrée.

25 Par une multiplication 4, on produit $2m$ signaux représentatifs du résultat de l'opération suivante :

$$Y_{2m}(k) = X_{2m}(k)W_{2m}(k) \text{ avec}$$

$$X_{2m}(k) = \text{diag}\{\text{FFT}\{x(km-m) \dots x(km+m-1)\}^T\} \text{ et}$$

30 $W_{2m}(k)$ un vecteur, de dimension $2m$, de coefficients de pondération.

Après une transformation de Fourier rapide inverse 5 de $Y_{2m}(k)$ et une déconcaténation 6 on produit un bloc $y_m(k)$ de m signaux correspondant à la seconde moitié

des signaux obtenus après la transformation inverse, dans le domaine temporel.

Autrement dit, le bloc $y_m(k)$ est représentatif de la relation suivante :

5 $y_m(k) = Q^0 F^{-1} Y_{2m}(k)$ avec

$Q^0 = [0_m, I_m]$ une matrice de dimension $m.2m$, avec 0_m une matrice carrée nulle de dimension m , I_m la matrice identité de dimension m , et F^{-1} l'inverse de l'opérateur de transformée directe de Fourier de dimension $2m$.

Par une transformation parallèle-série 7, on obtient les signaux de sortie $y(n)$.

En ce qui concerne l'adaptation des coefficients de pondération, on réalise l'opération suivante :

15 $W_{2m}(k+1) = W_{2m}(k) + 2\mu C_{2m}^1(k) + 2\mu C_{2m}^2(k)$ (12),
avec

$$C_{2m}^1(k) = F Q^1 F^{-1} X_{2m}^H(k) \cdot E_{2m}(k) \quad (9) \text{ et}$$

$$C_{2m}^2(k) = B_{2m}^*(k) \cdot B_{2m}(k) \cdot X_{2m}^H(k) \cdot E_{2m}(k) \quad (11)$$

avec

20 μ un pas de convergence,

$E_{2m}(k)$ un vecteur bloc d'erreur dans le domaine fréquentiel, de dimension $2m$,

$X_{2m}^H(k)$ une matrice diagonale de dimension $2m.2m$ obtenue par une transposition hermitienne 8 de $X_{2m}(k)$,

25 F l'opérateur de transformée directe de Fourier de dimension $2m$,

Q^1 une matrice de dimension $2m * 2m$ telle que :

30 $Q^1 = \begin{vmatrix} I_p & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix},$

p entier inférieur à m ,

I_p matrice identité de dimension p ,

$B_{2m}(k)$ matrice de dimension $2m$ définie par :

$B_{2m}(k) = \text{diag}\{\text{FFT}[b^*_{p+1,1} : 0_{m-p-1}^T : b^*_{p+1,p+1} \dots b^*_{p+1,2}]^T\}$ avec $b^*_{p+1,i}$ le i -ième élément d'un vecteur b^*_{p+1} de dimension $p+1$.

5 Pour produire $C_{2m}^{-1}(k)$, on procède de la manière suivante :

10 - à partir du bloc $y_m(k)$ de m signaux de sortie, définis dans le domaine temporel, et d'un bloc $d_m(k)$ de m décisions correspondantes, on produit par une soustraction 9 un bloc de m signaux d'erreur $e_m(k) = d_m(k) - y_m(k)$. Les décisions sont produites par un circuit de décision non linéaire,

15 - après une concaténation 10 de $e_m(k)$ avec un bloc de m signaux nuls, on produit le bloc $E_{2m}(k)$ de $2m$ signaux d'erreurs dans le domaine fréquentiel par une transformée de Fourier rapide 11 (on a donc $E_{2m}(k) = FQ^0 T e_m(k)$),

20 - à partir de $E_{2m}(k)$ on produit, par une multiplication 12 avec le bloc $X_{2m}^H(k)$ de $2m$ signaux, un bloc de $2m$ signaux représentatifs de l'opération $X_{2m}^H(k) \cdot E_{2m}(k)$,

25 - ce bloc de $2m$ signaux obtenu est ensuite transposé dans le domaine temporel par transformée de Fourier inverse rapide 13, les m derniers signaux correspondants sont remplacés par des zéros lors d'une concaténation 14, et les $2m$ signaux ainsi produits sont transposés dans le domaine fréquentiel par une transformée de Fourier rapide 15.

30 Autrement dit, le terme correctif $C_{2m}^{-1}(k)$ est obtenu par un procédé semblable à celui utilisé dans la mise en oeuvre d'un algorithme de type LMS dans le domaine fréquentiel, en remplaçant I_{2m} par Q^1 .

Le terme correctif $C_{2m}^{-2}(k)$ correspond à une modélisation des signaux d'entrée.

L'invention est basée sur la supposition que la

matrice d'autocorrélation d'entrée ne change pratiquement pas pendant un intervalle de temps équivalent à au moins m échantillons, c'est à dire qu'une estimée de la matrice d'autocorrélation d'entrée 5 qui est exacte à un temps n sera exacte pour au moins m à $2m$ intervalles de temps plus tard (un intervalle de temps correspondant à la durée entre deux signaux d'entrée successifs), voire plus. De nombreuses 10 applications répondent à cette hypothèse pour nombre $l.m$ d'intervalles de temps beaucoup plus important (par exemple l'annulation d'échos induits par une propagation en trajets multiples dans la transmission hertzienne).

En conséquence, on considère des regroupements dans 15 un concatérateur 16 de l blocs successifs de signaux d'entrée. Pour chaque regroupement, on calcule dans le domaine temporel un bloc b_{p+1} de $p+1$ signaux (modèle de l'entrée) tels que

20
$$b_{p+1} = a_p^{-1/2}(k) [-b_p^H(k) \ 1]^H \text{ avec}$$

 b_p et a_p des prédicteur d'entrée et puissance d'erreur de prédition d'ordre p , avec $p < m$.

Pour ce faire, on utilise dans un corrélateur 17 la 25 méthode connue dite d'autocorrélation (décrise par exemple dans "Digital Spectral Analysis with Applications", par S.L. Marple, Prentice Hall, New Jersey, 1987).

A partir du bloc b_{p+1} on produit par une concaténation 18 dans le domaine temporel le bloc b'_m de m signaux $(b^*_{p+1,1} \ 0_{m-p-1}^T \ b^*_{+1,p+1} \ \dots \ b^*_{p+1,2})$.
30 On passe ensuite dans le domaine fréquentiel par une transformée de Fourier rapide 19 pour obtenir un bloc de $2m$ échantillons représentatif de $B_{2m}(k)$ tel que:

$$B_{2m}(k) = \text{diag}\{\text{FFT}(b^*_{p+1,1} : 0_{m-p-1}^T : b^*_{p+1,p+1} \dots b^*_{p+1,2})^T\}.$$

Pour obtenir $C_{2m}^2(k)$, on procède ensuite à la multiplication 20 de $B_{2m}(k)$ par sa conjuguée $B_{2m}^*(k)$ (obtenue par une transformation 21), et à la multiplication 22 par $X_{2m}^H(k) \cdot E_{2m}(k)$, ce terme ayant 5 été calculé par ailleurs pour produire $C_{2m}^1(k)$.

A partir des deux blocs $C_{2m}^1(k)$ et $C_{2m}^2(k)$ de 2m signaux correctifs, et après multiplications 22 et 23 de ces blocs par 2μ , on peut calculer pour chaque bloc de signaux d'entrée le bloc de coefficients de pondération correspondant par une simple addition 24 des signaux du bloc de coefficients de pondération précédent fourni par un circuit de retard 25 avec les signaux des blocs $2\mu C_{2m}^1(k)$ et $2\mu C_{2m}^2(k)$. 10

REVENDICATIONS

1 - Procédé de filtrage adaptatif de signaux d'entrée ($x(n)$) temporels, caractérisé en ce que le filtrage est réalisé sur des blocs ($x_m(k)$) de m signaux successifs ($(x(n), \dots, x(n+m-1))$), par multiplication (4) dans le domaine fréquentiel de la transformée de Fourier ($X_{2m}(k)$) des blocs de signaux d'entrée par des blocs ($W_{2m}(k)$) de coefficients de pondération, ces blocs de coefficients étant calculés récursivement (9-15) à partir de blocs de coefficients précédents et de premier et deuxième termes correctifs ($C_{2m}^1(k)$, $C_{2m}^2(k)$) obtenus d'une part (13-15) à partir de signaux de sortie ($y_m(k)$) correspondants aux signaux d'entrée filtrés et d'autre part (16-20) à partir de la transformée de Fourier d'un modèle de l'entrée (b_{p+1}).

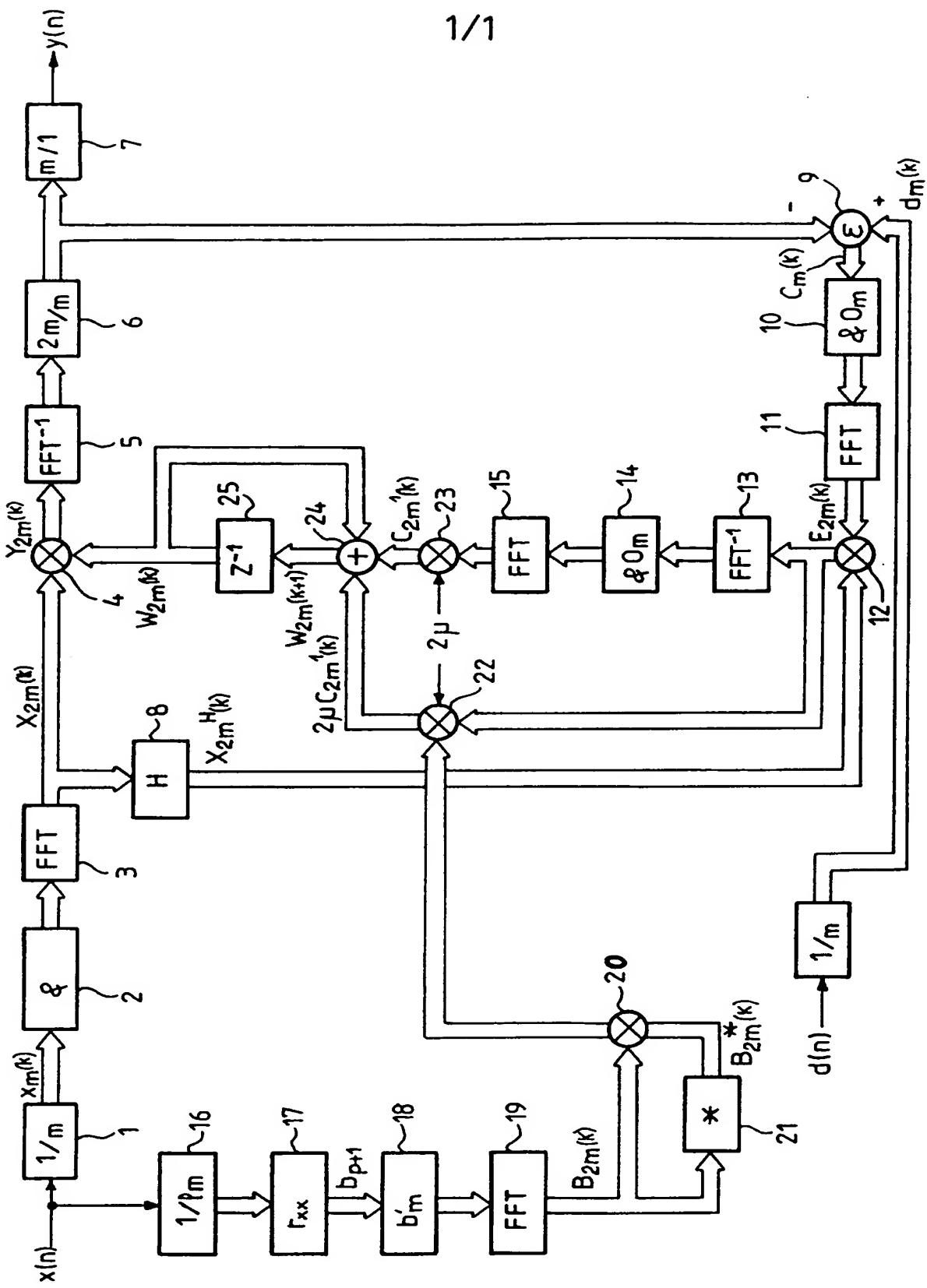
15 2 - Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que le modèle de l'entrée (b_{p+1}) est calculé par autocorrélation (17) et comprend un nombre p de signaux, avec p inférieur à m .

20 3 - Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce qu'un modèle de l'entrée est calculé (16) pour $l.m$ blocs de signaux d'entrée successifs.

25 4 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisée en ce que le calcul du second terme correctif ($C_{2m}^2(k)$) comprend la transformation par transformée de Fourier (19) d'un bloc (b'_m) de m signaux produits dans le domaine temporel à partir du modèle de l'entrée (b_{p+1}).

30 5 - Procédé selon l'une des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que le premier terme correctif ($C_{2m}^1(k)$) est obtenu par la mise en oeuvre (10-15) dans le domaine fréquentiel de l'algorithme des moindres carrés moyens.

1/1



RAPPORT DE RECHERCHE
PRELIMINAIREétabli sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

2738692

N° d'enregistrement
nationalFA 520045
FR 9510568

Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendications concernées de la demande examinée				
			1	1		
A	US-A-4 658 426 (CHABRIES DOUGLAS M ET AL) 14 Avril 1987 * colonne 8, ligne 28 - colonne 9, ligne 47; figure 5 *					
A	IEEE ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING MAGAZINE, vol. 34, no. 1, Février 1986, NEW YORK US, pages 105-117, XP002004365 JAE CHON LEE, CHONG KWAN UN: "BLOCK REALIZATION OF MULTIRATE ADAPTIVE DIGITAL FILTERS" * page 106, colonne 1, ligne 20 - page 107, colonne 1, ligne 15 *					
A	IEEE ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING MAGAZINE, vol. 34, no. 6, Décembre 1986, NEW YORK US, pages 1573-1582, XP002004366 GANPATI PANDA, BERNARD MULGREW, COLIN COWAN, PETER GRANT: "A SELF-ORTHOGONALIZING EFFICIENT BLOCK ADAPTIVE FILTER" * page 1575, colonne 2, ligne 41 - page 1577, colonne 2, ligne 39; figure 3 *					
				DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6)		
				H03H		
1	Date d'achèvement de la recherche	Examinateur				
	31 Mai 1996	Coppelters, C				
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant				
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire						